

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

501P1214 USU
JC997 U.S. PTO
09/921243
08/02/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 8月 4日

出願番号

Application Number:

特願2000-236637

出願人

Applicant(s):

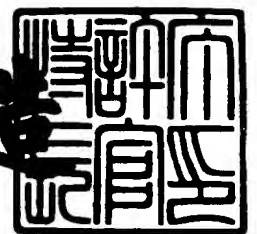
ソニー株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月25日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



【書類名】 特許願

【整理番号】 0000154404

【提出日】 平成12年 8月 4日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/26

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社
内

【氏名】 岡信 大和

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代表者】 出井 伸之

【代理人】

【識別番号】 100091546

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 正美

【電話番号】 03-5386-1775

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 048851

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710846

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信回路および受信用集積回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 の複数の番組の信号を有する第 1 のアンサンプルと、第 2 の複数の番組の信号を有する第 2 のアンサンプルとが周波数多重化されて送信されるとき、この多重化信号を受信し、

この受信信号から上記第 1 の複数の番組の信号および上記第 2 の複数の番組の信号のうちのいずれかの信号を取り出すようにした受信回路において、

周波数が上記第 1 のアンサンプルと上記第 2 のアンサンプルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる第 1 および第 2 の局部発振信号を形成する回路と、

上記受信信号を、上記第 1 の局部発振信号により第 1 の中間周波信号に周波数変換する第 1 のミキサ回路と、

上記受信信号を、上記第 2 の局部発振信号により第 2 の中間周波信号に周波数変換する第 2 のミキサ回路と、

上記第 1 の中間周波信号が供給される第 1 の移相回路と、

上記第 2 の中間周波信号が供給されるとともに、移相量が上記第 1 の移相回路とは 90° 異なる第 2 の移相回路と、

上記第 1 の移相回路の出力信号と、上記第 2 の移相回路の出力信号との加算あるいは減算を行う加減算回路と、

この加減算回路の出力信号が供給される中間周波フィルタと、

この中間周波フィルタの出力信号が供給される復調回路とを有し、

上記加減算回路における処理を、上記加算あるいは上記減算に切り換えることにより、上記復調回路から、上記第 1 の複数の番組の信号あるいは上記第 2 の複数の番組の信号を選択的に取り出す

ようにした受信回路。

【請求項 2】

第 1 の複数の番組の信号を有する第 1 のアンサンプルと、第 2 の複数の番組の信号を有する第 2 のアンサンプルとが周波数多重化されて送信されるとき、この多重化信号を受信し、

この受信信号から上記第 1 の複数の番組の信号および上記第 2 の複数の番組の信号のうちのいずれかの信号を取り出すようにした受信回路において、

周波数が上記第 1 のアンサンプルと上記第 2 のアンサンプルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる第 1 および第 2 の局部発振信号を形成する回路と、

上記受信信号を、上記第 1 の局部発振信号により第 1 の中間周波信号に周波数変換する第 1 のミキサ回路と、

上記受信信号を、上記第 2 の局部発振信号により第 2 の中間周波信号に周波数変換する第 2 のミキサ回路と、

上記第 1 の中間周波信号が供給される第 1 の移相回路と、

上記第 2 の中間周波信号が供給されるとともに、移相量が上記第 1 の移相回路とは 90° 異なる第 2 の移相回路と、

上記第 1 の移相回路の出力信号と、上記第 2 の移相回路の出力信号との加算を行う加算回路と、

この加算回路の出力信号が供給される中間周波フィルタと、

この中間周波フィルタの出力信号が供給される復調回路と、

上記加算回路に供給される上記第 1 の移相回路の出力信号および上記第 2 の移相回路の出力信号の一方の信号の位相を、正転あるいは反転させる回路とを有し、

上記正転あるいは上記反転を切り換えることにより、上記復調回路から、上記第 1 の複数の番組の信号あるいは上記第 2 の複数の番組の信号を選択的に取り出す

ようにした受信回路。

【請求項 3】

請求項 1 あるいは請求項 2 に記載の受信回路において、

上記第 1 のアンサンプルおよび上記第 2 のアンサンプルのそれぞれが、周波数

分割された地上波の信号および衛星波の信号を有するとき、

上記中間周波フィルタは、第 1 および第 2 の中間周波フィルタとを有し、

上記復調回路は、第 1 および第 2 の復調回路を有し、

上記加減算回路の出力信号が上記第 1 および第 2 の中間周波フィルタにそれぞれ供給されて上記第 1 および第 2 の中間周波フィルタから上記地上波の信号の中間周波信号および上記衛星波の信号の中間周波信号がそれぞれ取り出され、

上記第 1 および第 2 の中間周波フィルタから出力される中間周波信号が上記第 1 および第 2 の復調回路にそれぞれ供給される

ようにした受信回路。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の受信回路において、

上記第 1 および第 2 の復調回路の復調出力を選択あるいは合成して出力する合成回路を有する

ようにした受信回路。

【請求項 5】

請求項 2 に記載の受信回路において、

上記正転あるいは反転させる回路は、上記第 1 および第 2 の局部発振信号の一方の信号の位相を正転あるいは反転させる回路である

ようにした受信回路。

【請求項 6】

請求項 2 に記載の受信回路において、

上記正転あるいは反転させる回路は、上記第 1 および第 2 の中間周波信号の一方の信号の位相を正転あるいは反転させる回路である

ようにした受信回路。

【請求項 7】

第 1 の複数の番組の信号を有する第 1 のアンサンブルと、第 2 の複数の番組の信号を有する第 2 のアンサンブルとが周波数多重化されて送信されるとき、この多重化信号を受信し、

この受信信号から上記第 1 の複数の番組の信号および上記第 2 の複数の番組の

信号のうちのいずれかの信号を取り出すようにした受信回路において、

周波数が上記第 1 のアンサンブルと上記第 2 のアンサンブルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる第 1 および第 2 の局部発振信号を形成する回路と、

上記受信信号を、上記第 1 の局部発振信号により第 1 の中間周波信号に周波数変換する第 1 のミキサ回路と、

上記受信信号を、上記第 2 の局部発振信号により第 2 の中間周波信号に周波数変換する第 2 のミキサ回路と、

上記第 1 の中間周波信号が供給される第 1 の移相回路と、

上記第 2 の中間周波信号が供給されるとともに、移相量が上記第 1 の移相回路とは 90° 異なる第 2 の移相回路と、

上記第 1 の移相回路の出力信号と、上記第 2 の移相回路の出力信号との加算あるいは減算を行う加減算回路と、

この加減算回路の出力信号が供給される中間周波フィルタと、

この中間周波フィルタの出力信号が供給される復調回路と
が 1 チップに集積され、

上記加減算回路における処理を、上記加算あるいは上記減算に切り換えることにより、上記復調回路から、上記第 1 の複数の番組の信号あるいは上記第 2 の複数の番組の信号を選択的に取り出す

ようにした受信用集積回路。

【請求項 8】

第 1 の複数の番組の信号を有する第 1 のアンサンブルと、第 2 の複数の番組の信号を有する第 2 のアンサンブルとが周波数多重化されて送信されるとき、この多重化信号を受信し、

この受信信号から上記第 1 の複数の番組の信号および上記第 2 の複数の番組の信号のうちのいずれかの信号を取り出すようにした受信回路において、

周波数が上記第 1 のアンサンブルと上記第 2 のアンサンブルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる第 1 および第 2 の局部発振信号を形成する回路と、

上記受信信号を、上記第 1 の局部発振信号により第 1 の中間周波信号に周波数変換する第 1 のミキサ回路と、

上記受信信号を、上記第 2 の局部発振信号により第 2 の中間周波信号に周波数変換する第 2 のミキサ回路と、

上記第 1 の中間周波信号が供給される第 1 の移相回路と、

上記第 2 の中間周波信号が供給されるとともに、移相量が上記第 1 の移相回路とは 90° 異なる第 2 の移相回路と、

上記第 1 の移相回路の出力信号と、上記第 2 の移相回路の出力信号との加算を行う加算回路と、

この加算回路の出力信号が供給される中間周波フィルタと、

この中間周波フィルタの出力信号が供給される復調回路と、

上記加算回路に供給される上記第 1 の移相回路の出力信号および上記第 2 の移相回路の出力信号の一方の信号の位相を、正転あるいは反転させる回路とが 1 チップに集積され、

上記正転あるいは上記反転を切り換えることにより、上記復調回路から、上記第 1 の複数の番組の信号あるいは上記第 2 の複数の番組の信号を選択的に取り出す

ようにした受信用集積回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

この発明は、受信回路および受信用集積回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

アメリカにおけるデジタル音声放送は D A R と呼ばれているが、この D A R は、車両に搭載した受信機でも安定な受信ができるようにするため、衛星波と地上波とを併用している。

【 0 0 0 3 】

すなわち、D A R においては、2.3GHz帯が使用され、図 6 B に示すように、

2つのサービスが放送される。このとき、サービスのそれぞれは、12.5MHzの周波数帯域を使用する。そして、図6Aにも示すように、1つのサービスは2つのアンサンブルA、Bから構成され、これらアンサンブルA、Bのそれぞれは50チャンネルの番組（コンテンツ）を提供する。したがって、1つのサービスが100チャンネルの番組を提供することになる。

【0004】

そして、アンサンブルAは、信号A1、A2、A3によりそれぞれ放送され、アンサンブルBは、信号B1、B2、B3によりそれぞれ放送される。つまり、信号A1、A2、A3の内容は互いに同一であり、信号B1、B2、B3の内容も互いに同一である。したがって、信号A1、A2、A3のどれかを受信できれば、アンサンブルAの番組を聴取できることになり、同様に信号B1、B2、B3のどれかを受信できれば、アンサンブルBの番組を聴取できることになる。

【0005】

なお、信号A1～A3、B1～B3は、図6Aにも示すように、周波数順に、信号A1、A2、A3、B3、B2、B1のように配列され、信号A3と信号B3との中央の周波数 f_c を中心にして、信号A1、A2、A3と、信号B3、B2、B1とは対称に配置されている。

【0006】

そして、信号A1、A2、B1、B2はQPSK信号であり、信号A1、B1は、アメリカ西部の上空の放送衛星BS1から送信され、信号A2、B2は、アメリカ東部の上空の放送衛星BS2から送信される（厳密には、衛星BS1、BS2は、アメリカ西部および東部に対応する経度であって赤道の上空に位置する）。また、信号A3、B3はOFDM信号であり、地上のアンテナから送信される。

【0007】

したがって、信号A1、A2、B1、B2は衛星波であるとともに、衛星BS1、BS2によりダイバーシティ効果が得られるので、アメリカ全域で放送を聴取できる。また、高層ビルなどがあると、電波が遮られることもあるが、これは地上波の信号A3、B3により補われる。したがって、車両に搭載した受信機であって車両の走行につれて電波状態が大きく変化する場合でも、良好に放送を受信する

ことができる。

【 0 0 0 8 】

そして、DARは、上述のように信号A1～B3が周波数分割により放送されているので、その受信機は例えば図7に示すように構成される。なお、以下の説明においては、簡単のため、図8Aに示すように、信号A1、A2をまとめて信号A12とし、信号B1、B2をまとめて信号B12とする。

【 0 0 0 9 】

すなわち、図7において、信号A12、A3、B12、B3がアンテナ11により受信され、その受信信号A12～B3が、バンドパスフィルタ12および高周波アンプ13を通じて第1ミキサ回路14に供給されるとともに、第1局部発振回路15から第1局部発振信号SL0が第1ミキサ回路14に供給され、信号A12～B3は第1中間周波信号に周波数変換される。

【 0 0 1 0 】

そして、アンサンブルAを聴取する場合には（信号A1～A3が必要な場合には）、図8Aに実線で示すように、第1局部発振信号SL0は、信号A12、A3よりも低い所定の周波数 f_L とされる。したがって、図8Bに示すように、信号A12は第1中間周波信号SIF12（中間周波数 f_{IF12} ）に周波数変換され、信号A3は第1中間周波信号SIF3（中間周波数 f_{IF3} ）に周波数変換され、信号B12、B3は第1中間周波信号SIF45、SIF6に周波数変換される。

【 0 0 1 1 】

なお、イメージ特性を考慮すると、第1中間周波数 f_{IF12} 、 f_{IF3} をあまり低くすることはできないが、放送には2.3GHzの周波数帯が使用されているので、第1中間周波数 f_{IF12} 、 f_{IF3} は、100MHz以上とされる。例えば、

$$f_{IF12} \div 113\text{MHz}, f_{IF3} \div 116\text{MHz}$$

とされる。

【 0 0 1 2 】

また、アンサンブルBを聴取する場合には（信号B1～B3が必要な場合には）、図8Aに破線で示すように、第1局部発振信号SL0は、信号B12、B3よりも高い所定の周波数 f_H とされる。したがって、図8Cに示すように、信号B12は

第 1 中間周波信号 S_{IF12} (中間周波数 f_{IF12}) に周波数変換され、信号 B_3 は第 1 中間周波信号 S_{IF3} (中間周波数 f_{IF3}) に周波数変換され、信号 A_{12} 、 A_3 は第 1 中間周波信号 S_{IF45} 、 S_{IF6} に周波数変換される。

【 0 0 1 3 】

そこで、アンサンプル A、B のどちらを聴取する場合も、中間周波信号 S_{IF12} ～ S_{IF6} が、第 1 中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 2 1 L に供給されて中間周波信号 S_{IF12} が取り出される。そして、この信号 S_{IF12} が第 2 ミキサ回路 2 2 L に供給されるとともに、第 2 局部発振回路 2 3 から所定の周波数の第 2 局部発振信号が取り出され、この信号がミキサ回路 2 2 L に供給されて信号 S_{IF12} は第 2 中間周波信号に周波数変換される。そして、この信号が AGC 用の可変利得アンプ 2 4 L を通じて復調回路 2 5 L に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 2 6 に供給される。

【 0 0 1 4 】

また、ミキサ回路 1 4 からの信号 S_{IF12} ～ S_{IF6} が、第 1 中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 2 1 H に供給されて中間周波信号 S_{IF3} が取り出される。そして、この信号 S_{IF3} が第 2 ミキサ回路 2 2 H に供給されるとともに、第 2 局部発振回路 2 3 からの第 2 局部発振信号がミキサ回路 2 2 H に供給されて信号 S_{IF3} は第 2 中間周波信号に周波数変換される。そして、この信号が AGC 用の可変利得アンプ 2 4 H を通じて復調回路 2 5 H に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 2 6 に供給される。

【 0 0 1 5 】

そして、合成回路 2 6 において、復調回路 2 5 L からの信号と、復調回路 2 5 H からの信号とが選択あるいは合成されて出力端子 2 7 に取り出される。

【 0 0 1 6 】

したがって、第 1 局部発振信号 SL_0 の周波数を、周波数 f_L あるいは周波数 f_H に切り換えることにより、端子 2 7 には、アンサンプル A のデジタル信号あるいはアンサンプル B のデジタル信号が出力されることになる。

【 0 0 1 7 】

そして、そのとき、アンサンプル A の受信時であれば、受信信号 A_{12} から復調

されたデジタル信号と、受信信号 A3 から復調されたデジタル信号とが、選択あるいは合成されて端子 27 に取り出されるので、受信条件にかかわらずエラーの少ないデジタル信号を得ることができる。また、アンサンプル B の受信時にも、同様の理由により受信条件にかかわらずエラーの少ないデジタル信号を得ることができる。

【 0 0 1 8 】

【発明が解決しようとする課題】

ところが、上述の受信機においては、アンサンプルを、アンサンプル A からアンサンプル B に切り換える場合、第 1 局部発振信号 SL0 の周波数を、周波数 f_L から周波数 f_H に変更する必要がある、すなわち、図 8 から明かなように、第 1 局部発振信号 SL0 の周波数を、信号 A1 ~ B3 のサービスの占有帯域幅 12.5MHz よりも大きく変更する必要がある。また、アンサンプルを、アンサンプル B からアンサンプル A に切り換える場合も同様である。

【 0 0 1 9 】

しかし、この周波数の変化量は、その周波数 f_L 、 f_H の 10% 以上である。しかも、第 1 局部発振回路 15 を PLL により構成するとき、その PLL の VCO の発振周波数の変化範囲には、余裕を見る必要がある。このため、その VCO の共振素子を切り換え可能にするなどして VCO の発振周波数の変化範囲を広げる必要がある、その結果、構成が複雑になったり、局部発振信号 SL0 の位相ノイズ特性が低下してデジタル信号のエラーレートが悪化したりしてしまう。

【 0 0 2 0 】

また、第 1 局部発振回路 15 を PLL により構成するかぎり、その周波数の変更には時間が必要であり、その切り換え期間、アンサンプルを受信できない。

【 0 0 2 1 】

さらに、第 1 中間周波数 f_{IF12} 、 f_{IF3} が上記のように 100MHz 以上と高くなるとともに、フィルタ 21L、21H は、図 8 B、C に示すように、密集している信号の中から第 1 中間周波信号 S_{IF12} 、 S_{IF3} を取り出す必要がある、フィルタ 21L、21H は、SAW フィルタにより構成することになる。このため、コストが上昇するとともに、回路を IC (集積回路) 化したとき、その SAW フ

ィルタが I C に外付けとなってしまう。さらに、受信機の小型化の妨げとなってしまう。

【 0 0 2 2 】

また、復調回路 2 5 L、2 5 H の復調をデジタル処理により実行する場合には、その復調回路 2 5 L、2 5 H に供給される中間周波信号を、デジタル処理が可能な周波数にしなければならず、そのためには、図 7 にも示すように、受信方式をダブルコンバージョン方式にする必要があり、構成が複雑になるとともに、部品点数も増加する。

【 0 0 2 3 】

この発明は、以上のような問題点を解決しようとするものである。

【 0 0 2 4 】

【課題を解決するための手段】

この発明においては、例えば、

第 1 の複数の番組の信号を有する第 1 のアンサンプルと、第 2 の複数の番組の信号を有する第 2 のアンサンプルとが周波数多重化されて送信されるとき、この多重化信号を受信し、

この受信信号から上記第 1 の複数の番組の信号および上記第 2 の複数の番組の信号のうちのいずれかの信号を取り出すようにした受信回路において、

周波数が上記第 1 のアンサンプルと上記第 2 のアンサンプルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる第 1 および第 2 の局部発振信号を形成する回路と、

上記受信信号を、上記第 1 の局部発振信号により第 1 の中間周波信号に周波数変換する第 1 のミキサ回路と、

上記受信信号を、上記第 2 の局部発振信号により第 2 の中間周波信号に周波数変換する第 2 のミキサ回路と、

上記第 1 の中間周波信号が供給される第 1 の移相回路と、

上記第 2 の中間周波信号が供給されるとともに、移相量が上記第 1 の移相回路とは 90° 異なる第 2 の移相回路と、

上記第 1 の移相回路の出力信号と、上記第 2 の移相回路の出力信号との加算あ

るいは減算を行う加減算回路と、

この加減算回路の出力信号が供給される中間周波フィルタと、

この中間周波フィルタの出力信号が供給される復調回路と

を有し、

上記加減算回路における処理を、上記加算あるいは上記減算に切り換えることにより、上記復調回路から、上記第 1 の複数の番組の信号あるいは上記第 2 の複数の番組の信号を選択的に取り出す

ようにした受信回路

とするものである。

したがって、局部発振周波数は固定のままで、第 1 の複数の番組の信号あるいは第 2 の複数の番組の信号が選択される。

【 0 0 2 5 】

【発明の実施の形態】

図 1 は、この発明による D A R 受信回路の一例を示すもので、鎖線で囲った部分 3 0 が 1 チップ I C 化される。そして、信号 A1～A3、B1～B3 がアンテナ 5 1 により受信され、その受信信号 A1～B3 が、例えば、S A W フィルタにより構成され、通過帯域幅が 25MHz のバンドパスフィルタ 5 2 を通じ、さらに、高周波アンプ 3 1 を通じてミキサ回路 3 2 I、3 2 Q に供給される。

【 0 0 2 6 】

また、局部発振回路 3 3 において、図 2 A に示すように、信号 A3 と信号 B3 との中央の周波数 f_C に等しい周波数の発振信号 S L 0 が形成され、この信号 S L 0 が位相処理回路 3 4 に供給されて周波数は値 f_C のままで、位相が互いに 90° 異なる 2 つの局部発振信号 S L I、S L Q が形成され、これら信号 S L I、S L Q がミキサ回路 3 2 I、3 2 Q にそれぞれ供給される。

【 0 0 2 7 】

ここで、以下の説明においては、簡単のため、図 2 A に示すように、信号 S A は信号 A1～A3 のそれぞれを代表し、信号 S B は信号 B1～B3 のそれぞれを代表するものとする。つまり、 $S A = A1$ 、 $S A = A2$ 、あるいは $S A = A3$ であり、 $S B = B1$ 、 $S B = B2$ 、あるいは $S B = B3$ であるとする。そして、

$$SA = EA \cdot \sin \omega A t$$

$$SB = EB \cdot \sin \omega B t$$

EA: 信号 SA の振幅

EB: 信号 SB の振幅

ωA : 信号 SA の角周波数

ωB : 信号 SB の角周波数

とする。また、

$$SLI = EL \cdot \sin \omega C t$$

$$SLQ = EL \cdot \cos \omega C t$$

EL: 信号 SLI、SLQ の振幅

$$\omega C = 2 \pi f C$$

とする。

【 0 0 2 8 】

すると、ミキサ回路 3 2 I、3 2 Q からは、次のような信号 SIFI、SIFQ が取り出される。すなわち、

$$\begin{aligned} SIFI &= (SA + SB) \times SLI \\ &= EA \cdot \sin \omega A t \times EL \cdot \sin \omega C t \\ &\quad + EB \cdot \sin \omega B t \times EL \cdot \sin \omega C t \\ &= \alpha \{ \cos (\omega A - \omega C) t - \cos (\omega A + \omega C) t \} \\ &\quad + \beta \{ \cos (\omega B - \omega C) t - \cos (\omega B + \omega C) t \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} SIFQ &= (SA + SB) \times SLQ \\ &= EA \cdot \sin \omega A t \times EL \cdot \cos \omega C t \\ &\quad + EB \cdot \sin \omega B t \times EL \cdot \cos \omega C t \\ &= \alpha \{ \sin (\omega A + \omega C) t + \sin (\omega A - \omega C) t \} \\ &\quad + \beta \{ \sin (\omega B + \omega C) t + \sin (\omega B - \omega C) t \} \\ \alpha &= EA \cdot EL / 2 \\ \beta &= EB \cdot EL / 2 \end{aligned}$$

の信号 SIFI、Sib が取り出される。

【 0 0 2 9 】

そして、後述するように、これら信号 SIFI、SIFQのうち、角周波数 $(\omega A - \omega C)$ 、 $(\omega B - \omega C)$ の信号成分が中間周波信号として使用され、角周波数 $(\omega A + \omega C)$ 、 $(\omega B + \omega C)$ の信号成分は、中間周波フィルタにより除去されるので、簡単のため、その除去される角周波数 $(\omega A + \omega C)$ 、 $(\omega B + \omega C)$ の信号成分を無視すると、上式は、

$$SIFI = \alpha \cdot \cos(\omega A - \omega C) t + \beta \cdot \cos(\omega B - \omega C) t$$

$$SIFQ = \alpha \cdot \sin(\omega A - \omega C) t + \beta \cdot \sin(\omega B - \omega C) t$$

となる。

【0030】

そして、このとき、信号 SA について、

$$\omega A = \omega C - \Delta \omega$$

とすれば、図 2A にも示すように、信号 SA と、信号 SB とは、周波数 f_C を中心にして対称に分布しているので、

$$\omega B = \omega C + \Delta \omega$$

となる。

【0031】

そこで、これらの式を信号 SIFI、SIFQ の式に代入すると、

$$SIFI = \alpha \cdot \cos(\omega C - \Delta \omega - \omega C) t + \beta \cdot \cos(\omega C + \Delta \omega - \omega C) t$$

$$= \alpha \cdot \cos(-\Delta \omega) t + \beta \cdot \cos \Delta \omega t$$

$$= \alpha \cdot \cos \Delta \omega t + \beta \cdot \cos \Delta \omega t$$

$$SIFQ = \alpha \cdot \sin(\omega C - \Delta \omega - \omega C) t + \beta \cdot \sin(\omega C + \Delta \omega - \omega C) t$$

$$= \alpha \cdot \sin(-\Delta \omega) t + \beta \cdot \sin \Delta \omega t$$

$$= -\alpha \cdot \sin \Delta \omega t + \beta \cdot \sin \Delta \omega t$$

となる。

【0032】

そして、これら信号 SIFI、SIFQ が、移相回路 35I、35Q に供給される。この移相回路 35I、35Q は、例えば、コンデンサ、抵抗器およびオペアンプを使用したアクティブフィルタにより構成され、移相回路 35I が信号 SIFI を値 ϕ (ϕ は任意の値) だけ移相するとともに、移相回路 35Q が信号 SIFQ を値

($\phi + 90^\circ$) だけ移相するものである。

【0033】

こうして、移相回路 35 I、35 Q により、信号 S IFQ が信号 S IFI に対して 90° 進相されて、

$$S IFI = \alpha \cdot \cos \Delta \omega t + \beta \cdot \cos \Delta \omega t$$

$$S IFQ = -\alpha \cdot \sin (\Delta \omega t + 90^\circ) + \beta \cdot \sin (\Delta \omega t + 90^\circ)$$

$$= -\alpha \cdot \cos \Delta \omega t + \beta \cdot \cos \Delta \omega t$$

とされる。したがって、信号 S IFI と、信号 S IFQ との間では、信号成分 $\alpha \cdot \cos \Delta \omega t$ は互いに逆相であり、信号成分 $\beta \cdot \cos \Delta \omega t$ は互いに同相である。

【0034】

そして、これら信号 S IFI、S IFQ が加減算回路 36 に供給されるとともに、端子 37 から加減算回路 36 に制御信号 S SW が供給される。この制御信号 S SW は、アンサンプル A の番組を聴取するときには、加減算回路 36 が減算回路として動作し、アンサンプル B の番組を聴取するときには、加減算回路 36 が加算回路として動作するように、加減算回路 36 の動作を制御するものである。

【0035】

したがって、加減算回路 36 からは、制御信号 S SW に対応して以下のような信号 S IF が取り出される。すなわち、減算時には、

$$S IF = S IFI - S IFQ$$

$$= 2 \alpha \cdot \cos \Delta \omega t$$

$$= EL \cdot EA \cdot \cos \Delta \omega t$$

が取り出され、加算時には、

$$S IF = S IFI + S IFQ$$

$$= 2 \beta \cdot \cos \Delta \omega t$$

$$= EL \cdot EB \cdot \cos \Delta \omega t$$

が取り出される。

【0036】

ここで、減算時に得られる信号 $S IF = EL \cdot EA \cdot \cos \Delta \omega t$ は、図 2 B にも示すように、信号 SA を受信したときの中間周波信号にほかならず、この信号 S IF

に含まれる信号 $S_{IF1} \sim S_{IF3}$ は、信号 $A1 \sim A3$ の中間周波信号である。また、加算時に得られる信号 $S_{IF} = E_L \cdot E_B \cdot \cos \Delta \omega t$ は、図 2 C にも示すように、信号 S_B を受信したときの中間周波信号にほかならず、この信号 S_{IF} に含まれる信号 $S_{IF1} \sim S_{IF3}$ は、信号 $B1 \sim B3$ の中間周波信号である。

【 0 0 3 7 】

そこで、この信号 S_{IF} が、例えば図 2 B、C に破線で示すような通過特性を有する中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 4 1 H に供給され、地上波の信号 $A3$ あるいは $B3$ の中間周波信号 S_{IF3} が取り出される。なお、このとき、フィルタ 4 1 H により、中間周波信号 S_{IF1} 、 S_{IF2} および上述した角周波数 $(\omega A + \omega C)$ 、 $(\omega B + \omega C)$ の信号成分は除去される。

【 0 0 3 8 】

そして、この中間周波信号 S_{IF3} が、A G C 用の可変利得アンプ 4 2 H を通じて復調回路 4 3 H に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 4 4 に供給される。

【 0 0 3 9 】

また、加減算回路 3 6 からの信号 S_{IF} が、例えば図 2 B、C に破線で示すような通過特性を有する中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 4 1 L に供給され、衛星波の信号 $A1$ 、 $A2$ あるいは $B1$ 、 $B2$ の中間周波信号 S_{IF2} 、 S_{IF1} が取り出される。なお、このとき、フィルタ 4 1 L により、中間周波信号 S_{IF3} および上述した角周波数 $(\omega A + \omega C)$ 、 $(\omega B + \omega C)$ の信号成分は除去される。

【 0 0 4 0 】

そして、この中間周波信号 S_{IF2} 、 S_{IF1} が、A G C 用の可変利得アンプ 4 2 L を通じて復調回路 4 3 L に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 4 4 に供給される。

【 0 0 4 1 】

そして、合成回路 4 4 において、復調回路 4 3 H からのデジタル信号と、復調回路 4 3 L からのデジタル信号とが、信号 $A1 \sim B3$ の受信状況に応じて選択あるいは合成されて出力端子 4 5 に取り出される。

【 0 0 4 2 】

また、このとき、復調回路 4 3 H、4 3 L から中間周波信号の一部がレベル検出回路 4 6 H、4 6 L に供給されて A G C 電圧が形成され、これら A G C 電圧がアンプ 4 2 H、4 2 L に利得の制御信号として供給されて A G C が行われる。

【 0 0 4 3 】

さらに、衛星波は比較的レベル変動が少ないが、地上波は比較的レベル変動が大きいので、高周波アンプ 3 1 が可変利得アンプとされるとともに、レベル検出回路 4 6 H から得られる A G C 電圧がアンプ 3 1 に利得の制御信号として供給されて A G C が行われる。

【 0 0 4 4 】

こうして、図 1 の受信回路によれば、D A R による放送を受信することができるが、アンサンプルを、アンサンプル A とアンサンプル B との間で切り換える場合に、局部発振信号 S L I、S L Q の周波数 f_c を変更する必要がないので、局部発振回路 3 3 は標準的な構成でよく、複雑になることがない。また、局部発振信号 S L I、S L Q の位相ノイズ特性が低下することがないので、デジタル信号のエラーレートが悪化することもない。

【 0 0 4 5 】

さらに、アンサンプルを切り換える場合、加減算回路 3 6 を加算動作あるいは減算動作に切り換えるだけでよいので、その切り換えを高速に行うことができ、局部発振周波数を変更するときのように、切り換え時にアンサンプルを受信できなくなることがない。

【 0 0 4 6 】

また、図 2 B、C から明かなように、中間周波信号 S I F の占有帯域の上限周波数は 1 つのアンサンプルの帯域幅の 1/2 に等しく、フィルタ 4 1 H、4 1 L の中心周波数は、1.3MHz および 4.4MHz 程度となるので、フィルタ 4 1 H、4 1 L をアクティブフィルタにより構成することができる。したがって、アンテナ入力段のバンドパスフィルタ 5 2 を除いて、全体を I C 3 0 に 1 チップ I C 化することができ、これによりコストの低減や受信機の小型化などに効果的である。

【 0 0 4 7 】

さらに、中間周波信号 S I F₃ ~ S I F₁ の中間周波数が数 MHz と低いので、復調回

路 4 3 H、4 3 L の復調をデジタル処理により実行する場合でも、例えば図 1 に示すように、受信方式はシングルコンバージョンでよく、構成が簡単になるとともに、部品点数も少なくなる。

【 0 0 4 8 】

図 3 に示す受信回路においては、局部発振信号 SLQ の位相を、アンサンプル A の受信時とアンサンプル B の受信時とで、正転あるいは反転することにより、常に信号 SIFI と信号 SIFQ とを加算するようにした場合である。

【 0 0 4 9 】

すなわち、図 3 の受信回路においては、制御信号 SSW が位相処理回路 3 4 に位相の制御信号として供給され、局部発振信号 SLQ の位相は、

$$SLQ = +EL \cdot \cos \omega C t \quad \cdots \quad \text{アンサンプル B の受信時}$$

$$SLQ = -EL \cdot \cos \omega C t \quad \cdots \quad \text{アンサンプル A の受信時}$$

のように制御される。なお、局部発振信号 SLI の位相は、上記のように、

$$SA = EA \cdot \sin \omega A t$$

であり、固定である。

【 0 0 5 0 】

そして、図 1 における加減算回路 3 6 に代わって加算回路 3 8 が設けられ、移相回路 3 5 I、3 5 Q から出力される信号 SIFI、SIFQ が、加算回路 3 8 に供給される。

【 0 0 5 1 】

このような構成によれば、 $SLQ = +EL \cdot \cos \omega C t$ の場合には、加算回路 3 8 において、信号 SIFI と信号 SIFQ とが加算されるので、図 1 の受信回路により説明したように、加算回路 3 8 から取り出される信号 SIF は、

$$SIF = SIFI + SIFQ$$

$$= EL \cdot EB \cdot \cos \Delta \omega t$$

となる。したがって、アンサンプル B の番組を聴取することができる。

【 0 0 5 2 】

しかし、 $SLQ = -EL \cdot \cos \omega C t$ の場合には、移相回路 3 5 Q の出力信号が信号 $-SIFQ$ となる。したがって、加算回路 3 8 において、信号 SIFI と信号 SIFQ

とが減算されるので、図 1 の受信回路により説明したように、加算回路 3 8 から取り出される信号 S IF は、

$$\begin{aligned} S IF &= S IFI - S IFQ \\ &= EL \cdot EA \cdot \cos \Delta \omega t \end{aligned}$$

となる。したがって、アンサンプル A の番組を聴取することができる。

【 0 0 5 3 】

こうして、図 3 の受信回路においても、D A R による放送を受信することができるが、特に図 3 の受信回路によれば、アンサンプルを、アンサンプル A とアンサンプル B との間で切り換える場合、位相処理回路 3 4 により局部発振信号 S L Q の位相を、正転あるいは反転するだけでよい。したがって、アンサンプルを素早く切り換えることができる。また、移相回路 3 5 I、3 5 Q および加算回路 3 8 をポリフェイズフィルタにより構成することができるので、信号 S IFI、 $\pm S IFQ$ の位相特性を改善することができる。

【 0 0 5 4 】

図 4 においては、中間周波信号 S IFI の位相は、受信するアンサンプルにかかわらず一定であるが、中間周波信号 S IFQ の位相そのものを、アンサンプル A の受信時とアンサンプル B の受信時とで正転あるいは反転するようにした場合である。

【 0 0 5 5 】

すなわち、ミキサ回路 3 2 Q がトランジスタ Q 321 ~ Q 327 によりダブルバランス型に構成され、アンプ 3 1 から受信信号 A 1 ~ A 3、B 1 ~ B 3 がバランス型に取り出されてトランジスタ Q 322、Q 323 に供給されるとともに、位相処理回路 3 4 から局部発振信号 S L Q がバランス型に取り出されてトランジスタ Q 324、Q 327 および Q 325、Q 326 に供給される。

【 0 0 5 6 】

したがって、ミキサ回路 3 2 Q からは、中間周波信号 S IFQ がバランス型に取り出される。すなわち、例えば、トランジスタ Q 324、Q 326 からは中間周波信号 $+ S IFQ$ が取り出され、トランジスタ Q 325、Q 327 からは中間周波信号 $- S IFQ$ が取り出される。

【 0 0 5 7 】

そして、この中間周波信号 $\pm SIFQ$ が、切り換え回路 3 9 に供給される。この切り換え回路 3 9 は、トランジスタ $Q391 \sim Q397$ によりバランス型に構成され、これに供給された中間周波信号 $\pm SIFQ$ を、制御信号 SSW にしたがって、そのままの位相で、あるいは位相反転して移相回路 3 6 Q に供給するものである。

【 0 0 5 8 】

すなわち、制御信号 SSW により、トランジスタ $Q395$ がオンで、トランジスタ $Q396$ がオフの場合には、トランジスタ $Q392$ 、 $Q393$ がオンになり、トランジスタ $Q391$ 、 $Q394$ がオフになる。したがって、トランジスタ $Q324$ 、 $Q326$ から取り出された中間周波信号 $+SIFQ$ が、トランジスタ $Q392$ を通じて移相回路 3 6 Q のバランス入力端の一方に供給される。また、トランジスタ $Q325$ 、 $Q327$ から取り出された中間周波信号 $-SIFQ$ が、トランジスタ $Q393$ を通じて移相回路 3 6 Q のバランス入力端の他方に供給される。

【 0 0 5 9 】

しかし、制御信号 SSW により、トランジスタ $Q396$ がオンで、トランジスタ $Q395$ がオフの場合には、トランジスタ $Q391$ 、 $Q394$ がオンになり、トランジスタ $Q392$ 、 $Q393$ がオフになる。したがって、トランジスタ $Q324$ 、 $Q326$ から取り出された中間周波信号 $+SIFQ$ が、トランジスタ $Q391$ を通じて移相回路 3 6 Q のバランス入力端の他方に供給される。また、トランジスタ $Q325$ 、 $Q327$ から取り出された中間周波信号 $-SIFQ$ が、トランジスタ $Q394$ を通じて移相回路 3 6 Q のバランス入力端の一方に供給される。

【 0 0 6 0 】

したがって、制御信号 SSW により移相回路 3 6 Q に供給される中間周波信号 $SIFQ$ の位相が、正転あるいは反転されるので、加算回路 3 8 からはアンサンプル A あるいはアンサンプル B の中間周波信号 SIF が出力される。そして、この場合、切り換え回路 3 9 により中間周波信号 $SIFQ$ の位相を正転あるいは反転するだけでよいので、アンサンプルを素早く切り換えることができる。

【 0 0 6 1 】

なお、中間周波信号 $SIFI$ の位相は固定のままであるが、ミキサ回路 3 2 I か

ら出力される中間周波信号 SIFI を、切り換え回路 39 と同様の構成の切り換え回路を通じて移相回路 36 I に供給するとともに、その切り換え回路を固定しておくことができる。

【 0 0 6 2 】

図 5 は、図 3 における位相処理回路 34 のうち、局部発振信号 SLQ の位相を切り換える部分の回路 34 Q を示す。すなわち、ミキサ回路 32 Q が図 4 において説明したようにダブルバランス型に構成され、アンプ 31 から受信信号 A1 ～ A3、B1 ～ B3 がバランス型に取り出されてトランジスタ Q322、Q323 に供給される。

【 0 0 6 3 】

また、トランジスタ Q341 ～ Q347 により切り換え回路 34 Q がダブルバランス型に構成され、一方の位相の局部発振信号 + SLQ がトランジスタ Q345、Q346 に供給され、他方の位相の局部発振信号 - SLQ がトランジスタ Q344、Q347 に供給される。また、バランス型の制御信号 SSW がトランジスタ Q342、Q343 に供給される。

【 0 0 6 4 】

そして、制御信号 SSW により、トランジスタ Q342 がオンで、トランジスタ Q343 がオフの場合には、トランジスタ Q344、Q345 がオンになり、トランジスタ Q346、Q347 がオフになる。したがって、局部発振信号 + SLQ が、トランジスタ Q345 を通じ、さらに、エミッタフォロワのトランジスタ Q349 を通じてトランジスタ Q324、Q327 に供給される。また、局部発振信号 - SLQ が、トランジスタ Q344 を通じ、さらに、エミッタフォロワのトランジスタ Q348 を通じてトランジスタ Q325、Q326 に供給される。

【 0 0 6 5 】

しかし、制御信号 SSW により、トランジスタ Q343 がオンで、トランジスタ Q342 がオフの場合には、トランジスタ Q346、Q347 がオンになり、トランジスタ Q344、Q345 がオフになる。したがって、局部発振信号 + SLQ が、トランジスタ Q346 を通じ、さらに、トランジスタ Q348 を通じてトランジスタ Q325、Q326 に供給される。また、局部発振信号 - SLQ が、トランジスタ Q347 を通じ、さらに、

トランジスタ Q349を通じてトランジスタ Q324、Q327に供給される。

【0066】

したがって、制御信号 SSWによりミキサ回路 32Qに供給される局部発振信号 SLQの位相が、正転あるいは反転されるので、加算回路 38からはアンサンブル Aあるいはアンサンブル Bの中間周波信号 SIFが出力される。そして、この場合も、切り換え回路 34Qにより局部発振信号 SLの位相を正転あるいは反転するだけでよいので、アンサンブルを素早く切り換えることができる。

【0067】

〔この明細書で使用している略語の一覧〕

A G C : Automatic Gain Control

D A R : Digital Audio Radio

I C : Integrated Circuit

O F D M : Orthogonal Frequency Division Multiplex

P L L : Phase Locked Loop

Q P S K : Quadrature Phase Shift Keying

S A W : Surface Acoustic Wave

V C O : Voltage Controlled Oscillator

【0068】

【発明の効果】

この発明によれば、アンサンブルを切り換える場合に、局部発振信号の周波数を変更する必要がないので、局部発振回路が複雑になることがない。また、局部発振信号の位相ノイズ特性が低下してデジタル信号のエラーレートが悪化することもない。さらに、アンサンブルを切り換える場合、その切り換えを簡単に高速に行うことができ、局部発振周波数を変更するときのように、切り換え時にアンサンブルを受信できなくなることがない。

【0069】

さらに、中間周波フィルタをアクティブフィルタにより構成することができ、他の回路と一体に1チップIC化することができる。また、これによりコストの低減や受信機の小型化に効果的である。さらに、復調をデジタル処理により実行

する場合でも、受信方式はシングルコンバージョンでよく、構成が簡単になるとともに、部品点数も少なくなる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明の一形態を示す系統図である。

【図 2】

この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図 3】

この発明の他の形態を示す系統図である。

【図 4】

この発明の他の形態の一部を示す接続図である。

【図 5】

この発明の他の形態の一部を示す接続図である。

【図 6】

DAR を説明するための周波数スペクトル図である。

【図 7】

この発明を説明するための系統図である。

【図 8】

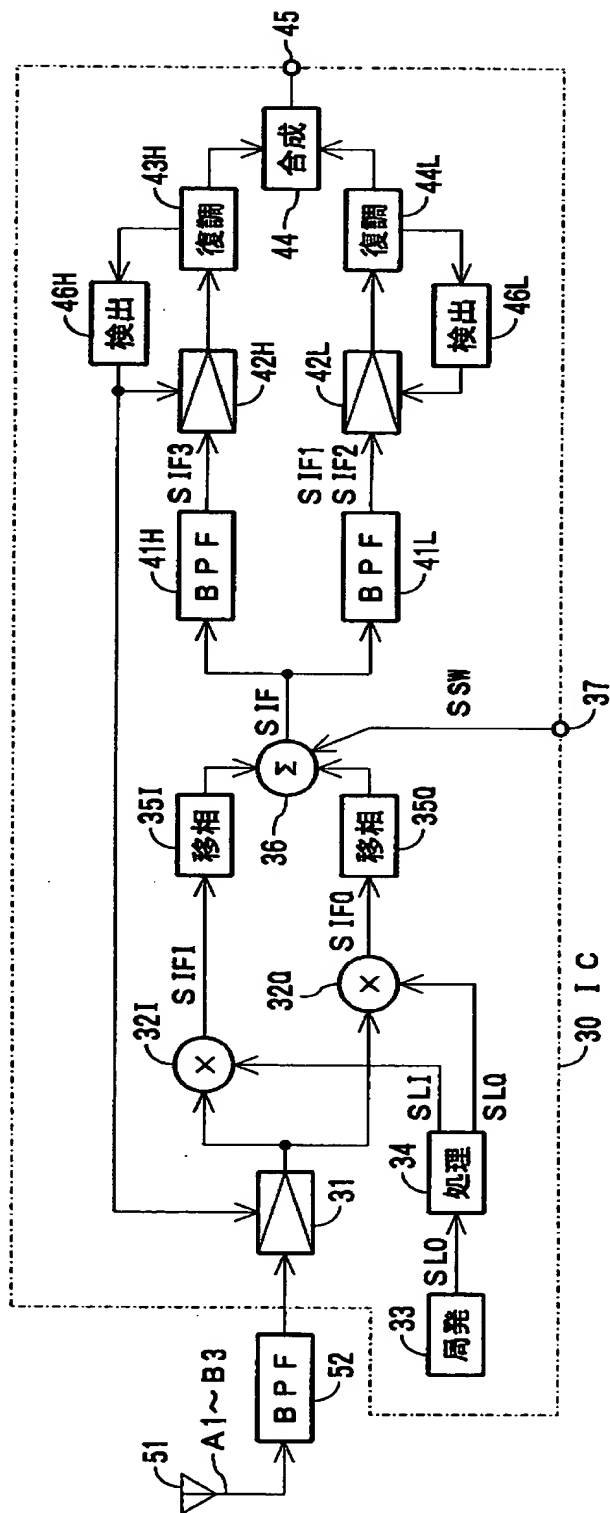
図 7 の回路を説明するための周波数スペクトル図である。

【符号の説明】

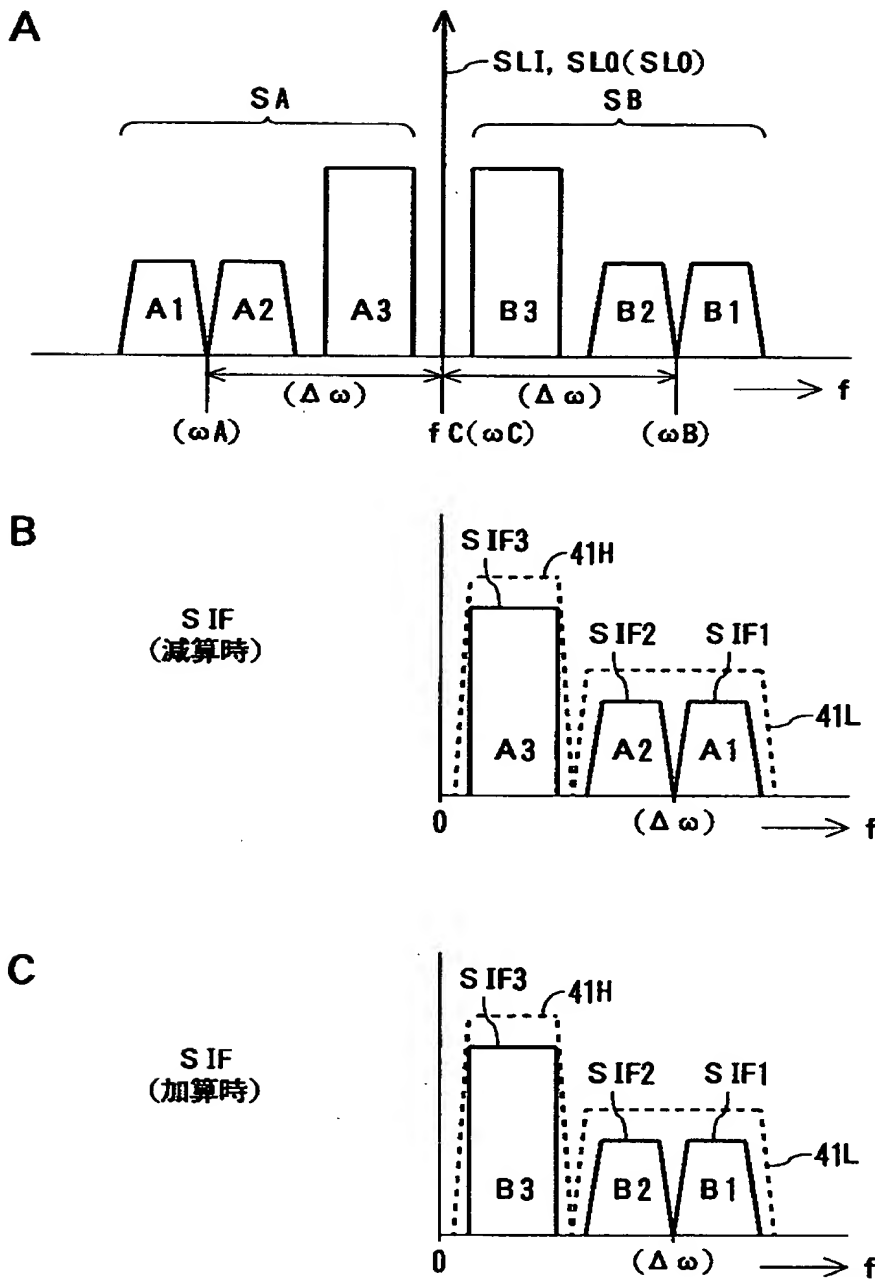
30…IC、31…高周波アンプ、32I および 32Q…ミキサ回路、33…局発振回路、34…位相処理回路、35I および 35Q…移相回路、36…加減算回路、37…制御端子、38…加算回路、39…切り換え回路、41H および 41L…バンドパスフィルタ、42H および 42L…可変利得アンプ、43H および 43L…復調回路、44…合成回路、45…出力端子、46H および 46L…レベル検出回路、51…アンテナ、52…バンドパスフィルタ

【書類名】 図面

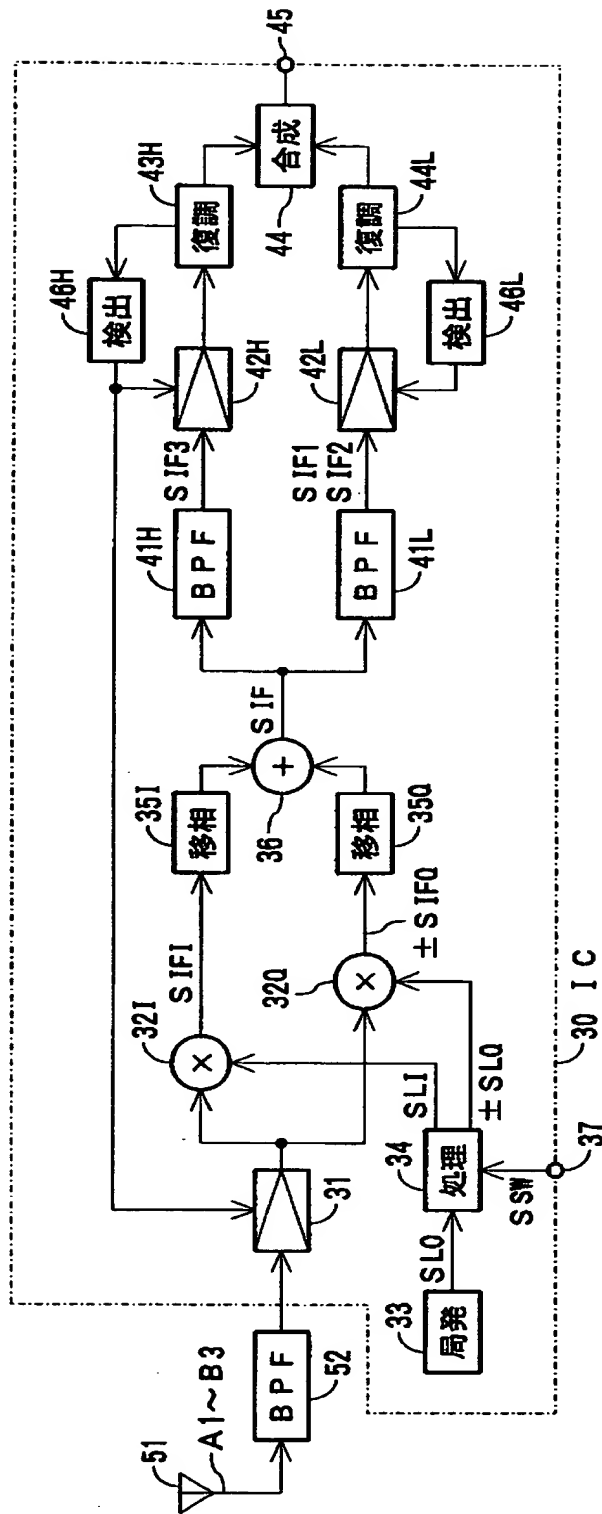
【図 1】



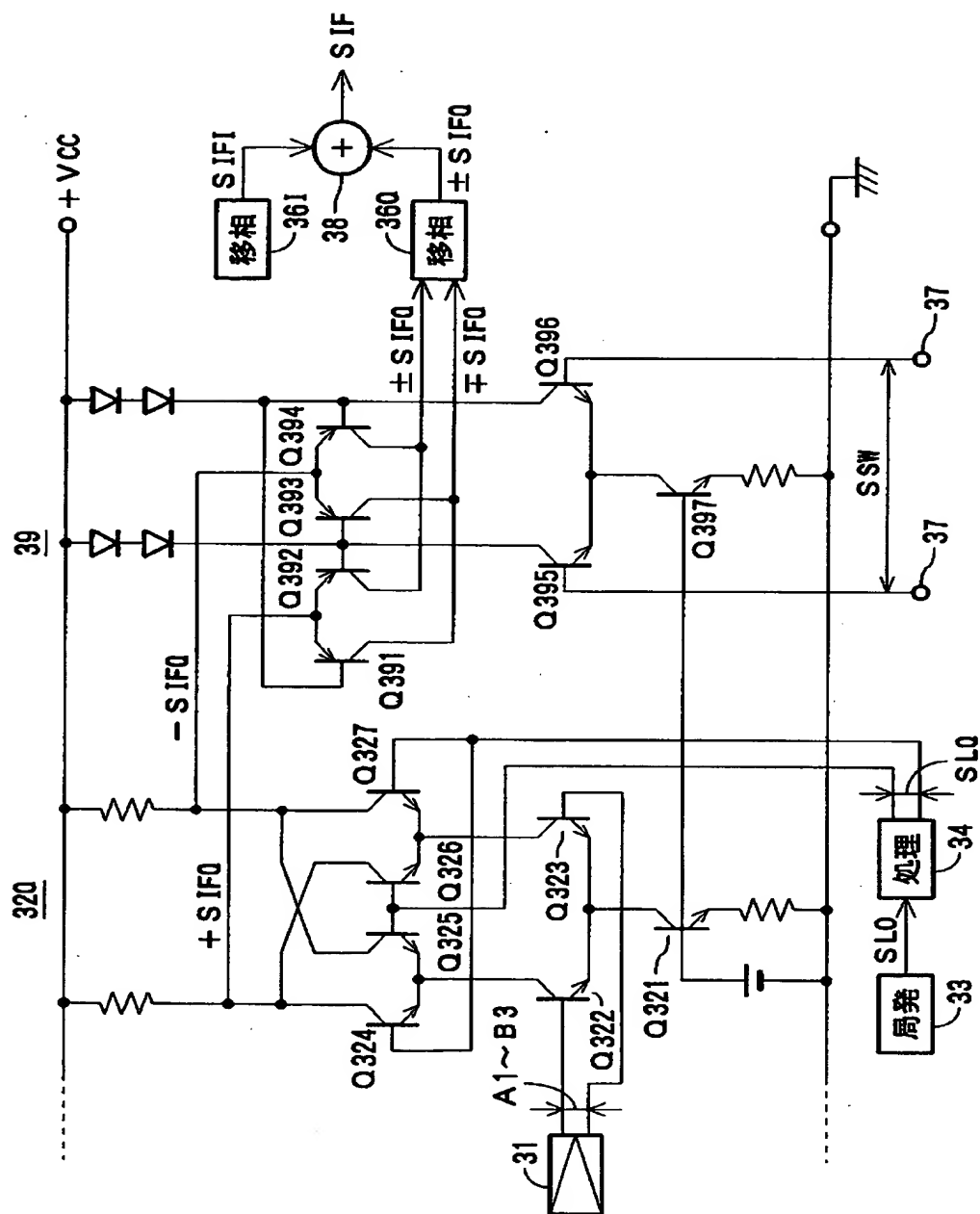
【図 2】



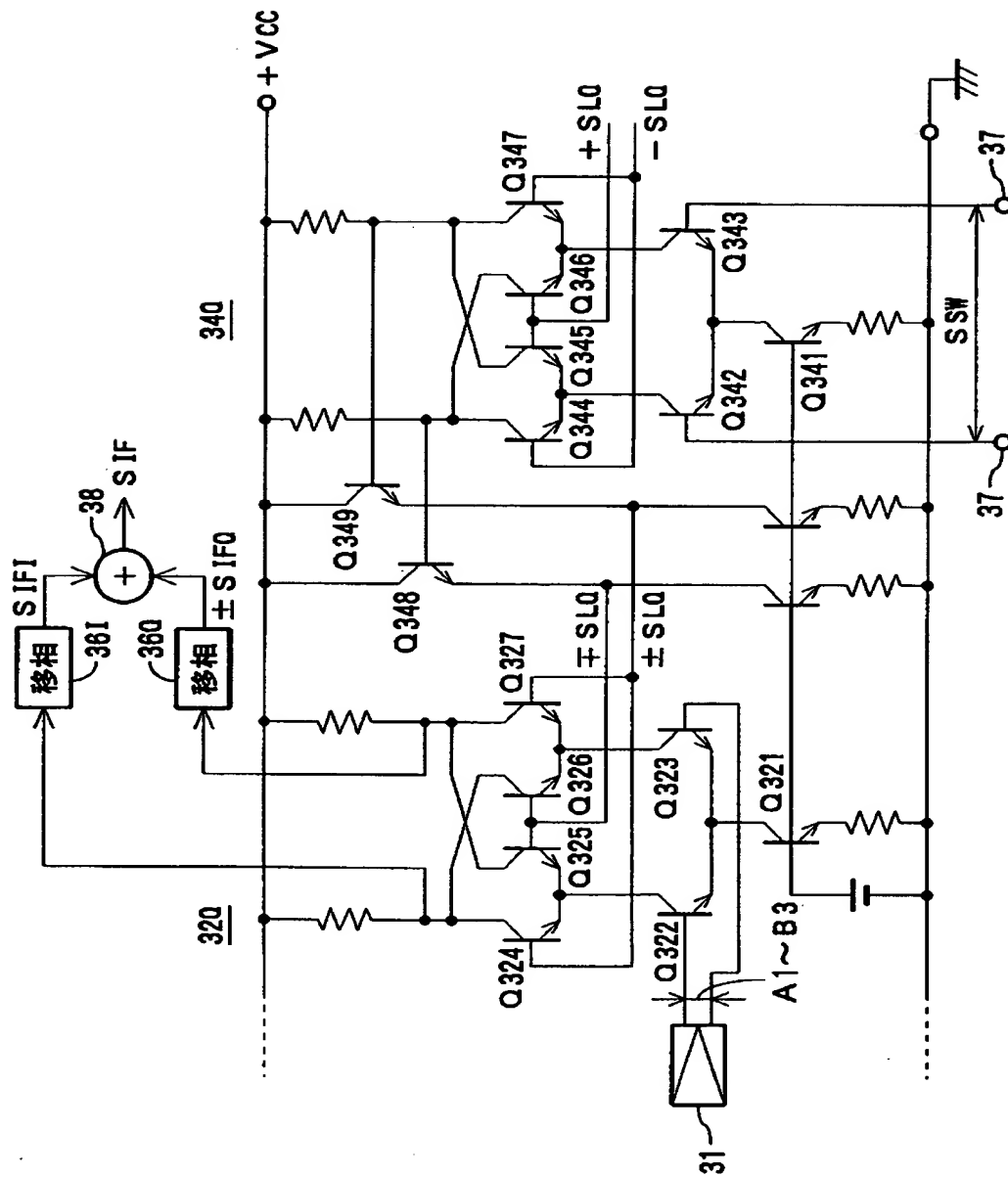
【図 3】



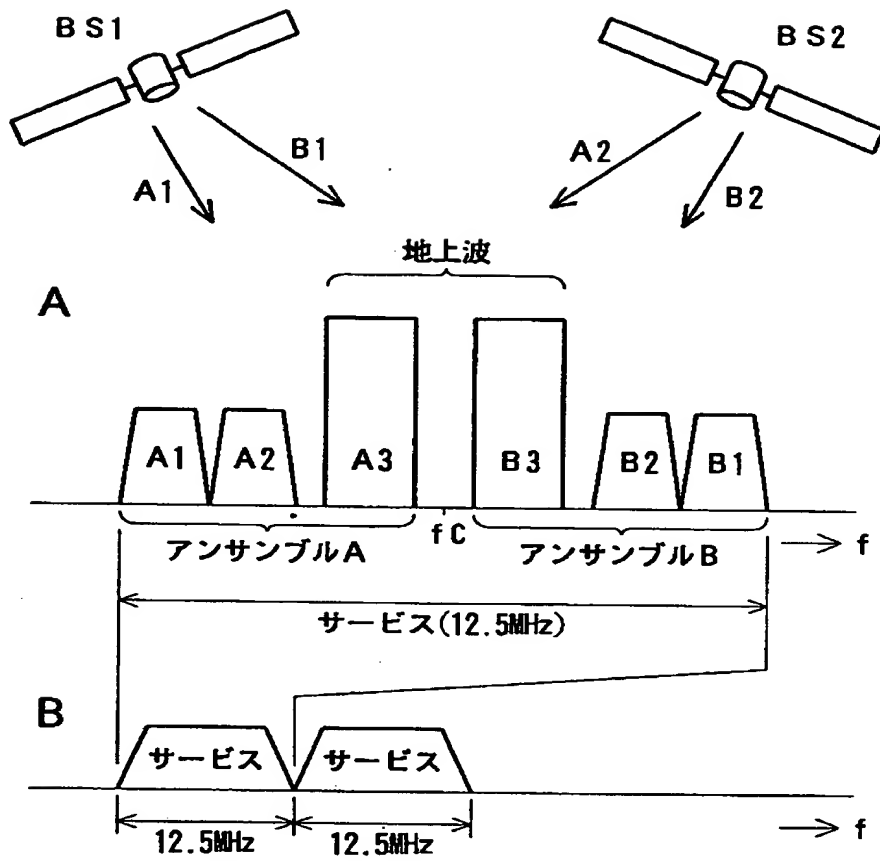
【図 4】



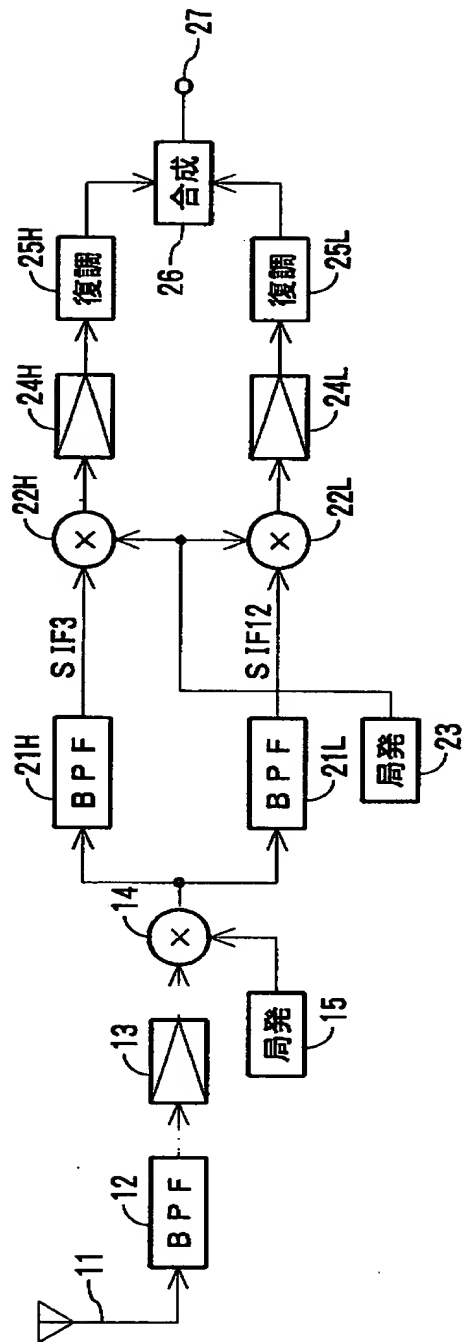
【図 5】



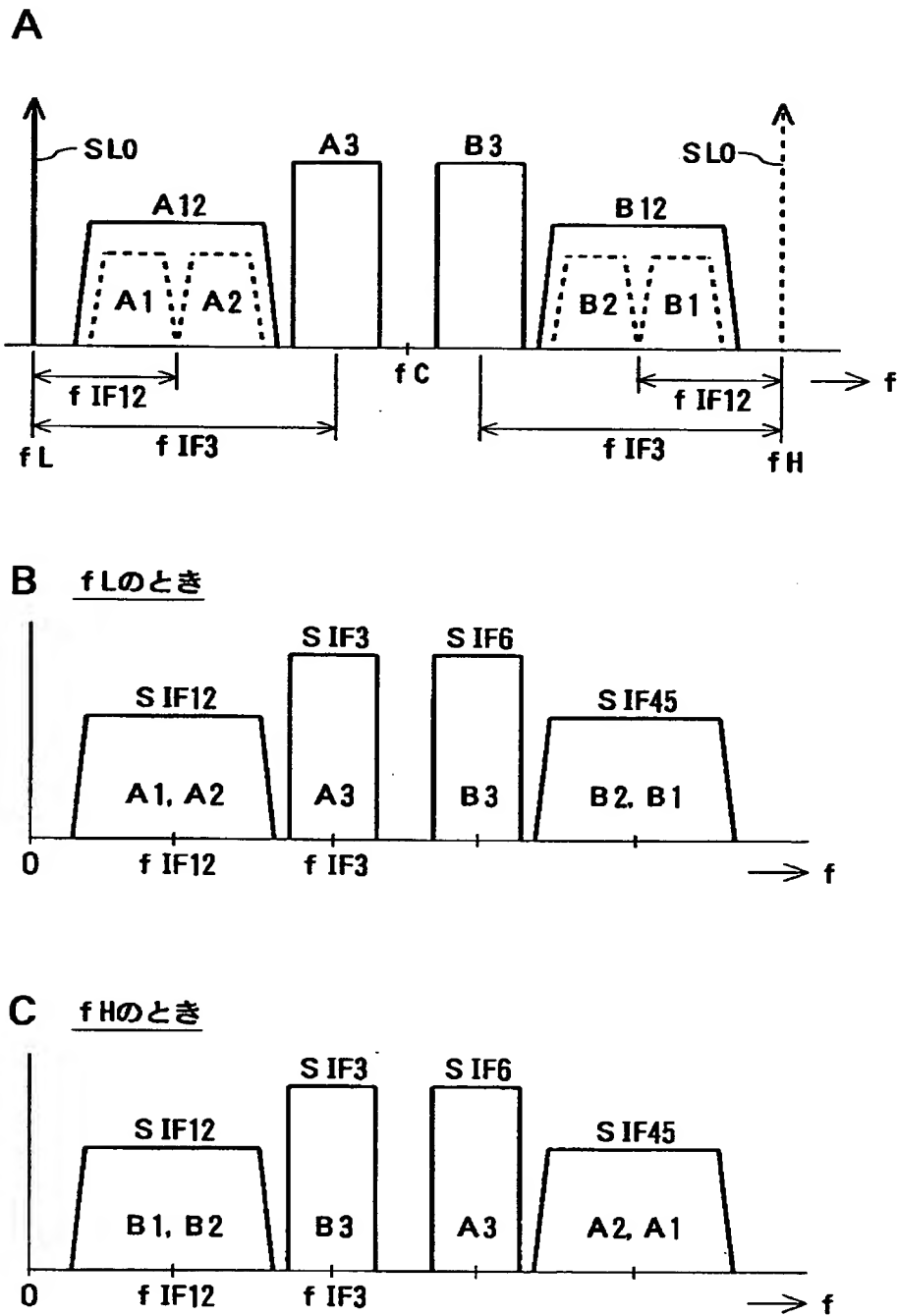
【図6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 D A R の受信回路において、諸特性を改善する。

【解決手段】 周波数が第 1 のアンサンプルと第 2 のアンサンプルとの中心の周波数であって、位相が互いに 90° 異なる 2 つの局部発振信号 S L I、S L Q を形成する回路 3 3、3 4 を設ける。受信信号を、局部発振信号 S L I、S L Q により中間周波信号 S I F I、S I F Q に周波数変換するミキサ回路 3 2 I、3 2 Q と、中間周波信号 S I F I、S I F Q の供給される移相回路 3 5 I、3 5 Q と、その移相出力の加算あるいは減算を行う加減算回路 3 6 とを設ける。この加減算回路 3 6 の出力信号が供給される中間周波フィルタ 4 1 H、4 1 L と、この中間周波フィルタ 4 1 H、4 1 L の出力信号が供給される復調回路 4 3 H、4 3 L とを設ける。加減算回路 3 6 における処理を、加算あるいは減算に切り換えることにより、復調回路 4 1 H、4 1 L から第 1 あるいは第 2 のアンサンプルの信号を選択的に取り出す。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日	1990年 8月30日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都品川区北品川6丁目7番35号
氏 名	ソニー株式会社